

交流變換 技術

金 榮 石
(正 會 員)

韓國電氣研究所 電力電子研究室 先任研究員

I. 序 論

電력을 표시하는 데에는 電壓, 電流, 周波數의 3 요소가 있다. 電子工學 分野에서는 이러한 3요소를 충분히 활용하여 왔다. 그러나, 電氣工學 分野에서 電壓, 電流의 2 요소는 變壓器로 자유로이 고효율로 행하여져 왔으나, 周波數는 그 變換裝置가 變壓器에 필적할 만한 고효율로 신뢰성 있는 것이 없었기 때문에 直流 또는 고정된 商用周波數를 사용하여 왔다. 최근, 대용량의 電力用 半導體 素子 개발에 따라 周波數 變換技術의 급진적 발전을 이룩하게 되었다.

電氣工學 分野에서는 電子工學 分野와는 다르게 특히, 效率를 問題로 하기 때문에 周波數 變換器에 半導體 스위칭 素子를 사용하여 電源을 on·off 하여 周波數를 變換한다.

交流 周波數 變換器에는 인버터方式과 사이크로콘버터方式이 있다. 인버터方式은 整流回路로 交流電力을 일단 直流電力으로 변환하고, 이를 인버터에 의해 다른 周波數의 交流電力으로 변환하는 것으로 인버터 自體에 出力電壓의 振幅 調整機能을 갖고 있는 것과 振幅 周整機能이 없기 때문에 直流電壓을 整流回路에서 制御하여 出力電壓의 振幅을 可變하는 것이 있다. 이에 대하여 사이크로콘버터는 일정 周波數의 交流電源을 可變電壓, 可變周波數의 交流로 직접 변환하는 周波數 變換器이다.

여기서는 直接變換方式인 사이크로콘버터의 여러 가지 回路方式 및 動作原理에 대하여 論議하고자 한다.

II. 사이크로콘버터

일반적으로 사이크로콘버터라 함은 다이리스터를 사용한 自然轉流形 사이크로콘버터를 칭하고 있으나, 엄밀히 구분하면 사이크로콘버터는 自然轉流形 사이크로콘버터와 強制轉流形 사이크로콘버터 (이하

NCC와 FCC로 약칭)로 나눌 수 있다. 따라서 여기서는 사이크로콘버터를 NCC와 FCC로 나누어서 기술하고자 한다.

1. NCC

NCC는 電源轉流를 행하기 때문에 位相制御 특유의 入力力率 低下를 피할 수 없고, 일반적으로 出力周波數의 上限이 電源周波數의 1/3~1/2로 제한되며, 인버터에 비하여 素子數가 많고, 이에 따라 gate 回路가 복잡하다는 결점을 갖고 있다. 그러나, NCC는 直接變換을 행하고, 電源轉流이기 때문에 轉流失敗 時의 보호대책이 용이하므로 신뢰성이 높고, 電力變換效率이 좋은 점 등의 장점을 갖고 있다.

電動機의 可變速驅動에 있어서 容量이 클 수록 定格 回轉數가 낮고, 토오크 맥동이 증시되므로 大容量 電動機 可變速驅動用 電源으로서 NCC가 가장 적합하다 할 수 있다. 예를 들면, 鐵岡·銅壓延機 驅動시스템은 급격한 可減速, 正逆 운전, 부하변동 등 가혹한 운전이 요구되어 과거에는 直流機가 사용되어 왔다. 그러나 直流機는 구조가 복잡하고 정기적인 보수를 필요로 한다. 이러한 이유로 交流機의 사용이 절실히 요구되고 있으며 NCC에 의한 大容量 交流機 驅動이 주목되고 있다.

(1) 定比式 NCC의 動作原理

사이크로콘버터 중에서 가장 간단한 回路方式은 電源周波數를 1/N 또는 N배의 周波數(N는 定數)를 발생하는 定比式 NCC이다. 그림 1에 電源電壓의 1/N 배의 出力電壓을 얻을 수 있는 正比式 NCC의 回路構成과 出力電壓波형을 예시하고 있다. 그림에서 다이리스터는 交流負荷電流를 흐르게 하기 위해 역병렬로 접속하고 있으며 出力電壓波형은 電源周波數의 1/2분周形과 1/3분周形을 표시하고 있다. 각각은 電源의 半 사이클波형을 2개 또는 3개를 교대로 발생한다. 이 방식은 制御는 간단하나 出力波형이 양호하지 못하다.

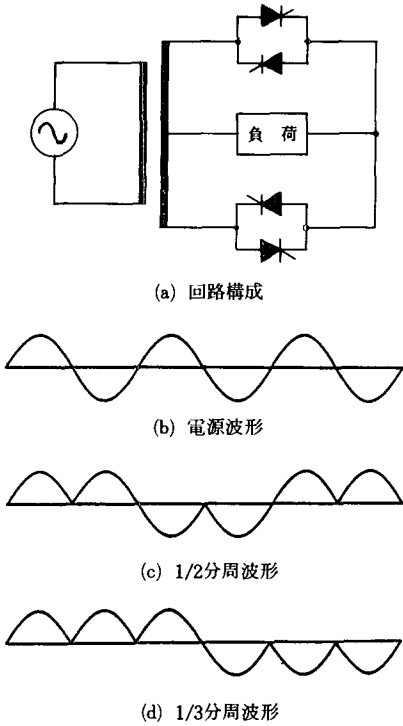


그림 1. 1/n倍 周波數 NCC

多相電源에 의한 梯形波 NCC, 包絡波 NCC가 波形이 양호하고 실용적이다.^[1]

그림 2 와 그림 3 에 電源周波數의 N배 出力周波數를 발생하는 예로서, 2배 및 3배의 周波數를 각각 발생하는 定比式 NCC의 回路構成과 出力電壓波形을 나타내고 있다. 四相 또는 三相電壓을 조합하여 斜線으로 표시하는 2배 또는 3배의 出力周波數를 얻고 있다. 종래에는 이러한 종류의 NCC는 負荷가 低抗으로 한정되어 있었고, 더구나 入力電流波形이 나쁜 점 등의 단점이 있었으나, 종래의 電壓零點에 同期한 轉流法 대신에 負荷電流가 零點을 통과하는 位相角에서 轉流를 행하는 方式을 채용하여 誘導負荷에서도 사용할 수 있게 하였으며, 또한 三相出力結線으로 운전하면 入力電流의 高調波를 개선할 수 있다.^[2] 이 方式은 수백 Hz의 誘導加熱用 電源으로도 검토할 가치가 있다고 생각된다.

(2) 連續式 NCC의 動作原理

連續式 NCC는 임의의 振幅과 周波數를 가진 出力電壓을 얻을 수 있는 사이크로콘버터로서 非循環電流形과 循環電流形이 있다. 連續式 NCC의 기본 구성 요소는 整流回路이므로 連續式 NCC를 이해하기 위해

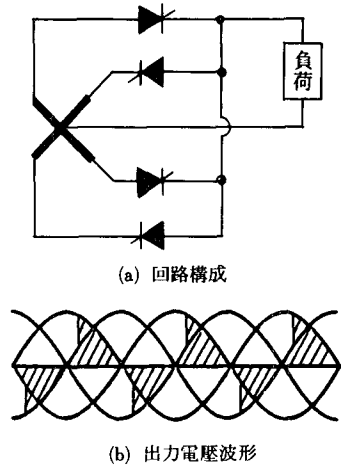


그림 2. 2倍 周波數 NCC

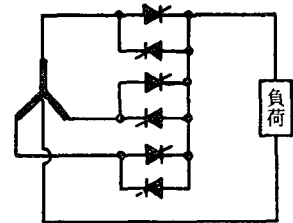


그림 3. 3倍 周波數 NCC

서는 整流回路의 동작을 알 필요가 있다.

1) 整流回路

일반적으로 交流電力을 直流電力으로 변환하는 回路를 整流回路라 한다. 그림 4 는 다이리스터를 이용한 三相全波整流回路를 나타내고 있다. 整流回路는 位相制御角 α 를 변화시켜서 可變直流出力電壓을 얻을 수 있다. 整流回路에도 交流電源의 相數와 回路構成 方法에 따라 여러 종류의 回路가 있으나, 그 중에서 대표적인 것이 그림 4 에 표시한 三相全波整流回路이다. 그림에서 直流리액터 L_d 의 인덕턴스가 충분히 커서 出力電流 i_d 가 완전히 평활화되어 일정치라고 가정하자.

三相全波整流回路를 位相制御角 α 로 운전하면 그림

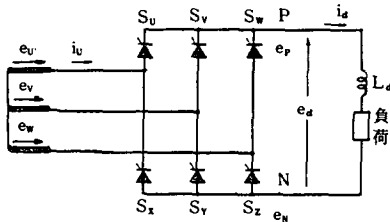


그림 4. 三相全波整流回路

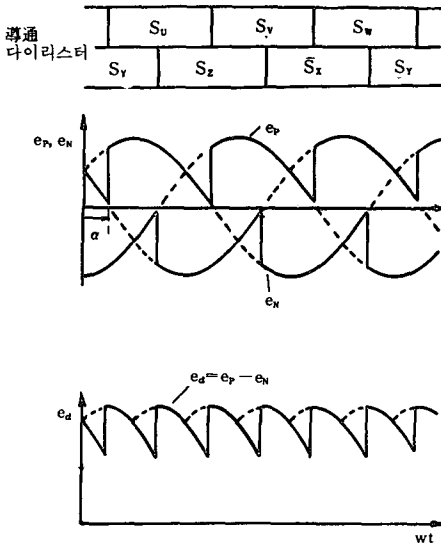


그림 5. 三相全波整流회로의 出力電流波形

5와 같은 波形이 얻어진다. 그림에서 電源電壓 e_u, e_v, e_w 中에 2개의 電壓이 일치한 時點으로부터 角度 α 만큼 지난 點에서 그림에 표시한 順序로 다이리스터 $s_u \sim s_z$ 를 點弧한다. 이와 같이 點호하면 s_u, s_v, s_w 가 正의 半波를, s_x, s_y, s_z 가 負의 半波를 整流하여 電源의 中性點에서 본 P點과 N點의 電壓波形은 e_p, e_n 이 된다. 따라서, 整流회로의 直流出力 電壓 e_d 는

$$e_d = e_p - e_n \tag{1}$$

로 된다. 여기서, 直流出力電壓 e_d 의 平均치 $E_{d\alpha}$ 는 그림5로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \cos \alpha = E_{d0} \cos \alpha \tag{2}$$

단, E_{d0} 는 $\alpha=0$ (無制御時)에 있어서의 直流電壓의 平均치이며, E_m 은 電源相電壓의 振幅이다.

한편, 다이리스터의 轉流가 電源電壓에 의해 행하여

질 수 있는 轉流條件으로부터 位相制御角 α 는 다음과 같은 制約條件이 필요하다.

$$0 \leq \alpha \leq \pi - \gamma \tag{3}$$

여기서, γ 는 消弧角이라 하며, on 상태에 있는 다이리스터를 off 시키는데 필요한 최소의 역바이어스 期間으로 電流의 重複角(電源임피던스에 의존)을 u , 다이리스터의 turn off 時間을 t_{off} 라 하면

$$\gamma > u + \omega \cdot t_{off} \tag{4}$$

을 만족해야 한다. 여기서, ω 는 電源角 周波數이다.

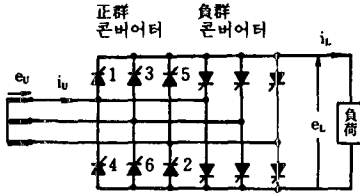
式(2)와 (3)에서 位相制御角 α 를 0에서 $\pi/2$ 까지 變化시키는 것에 의해 直流出力 電壓을 正의 最大치에서 0까지 제어할 수 있다. 이때 整流회로는 콘버터(順變換器)로서 동작하며, 電源側 交流電力이 直流電力으로 變換되어 出力側에 공급된다.

位相制御角 α 를 $\pi/2$ 에서 $\pi - \gamma$ 까지 變化시키면 直流出力 電壓은 負가 되며, 出力側(直流側)에 에너지源이 있어 出力電流 i_d 가 계속 흐른다고 가정하면, 出力電壓 e_d 와 出力電流 i_d 는 同一 方向이 되므로 出力側 直流電力이 交流電力으로 變換되어 電源側에 공급된다. 이 경우에 整流회로는 인버터(逆變換器)로서 동작한다. 이와 같은 인버터는 轉流에 필요한 無効電力이 交流電源에서 공급되므로 他勵式 인버터라 한다.

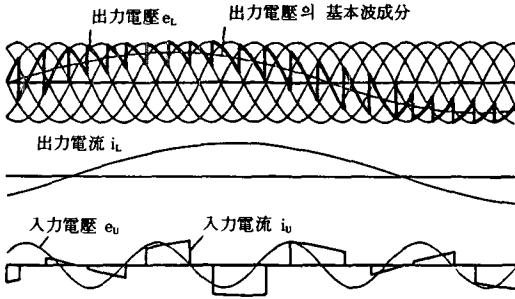
2) 非循環電流形 NCC

三相全波整流회로는 그 制御角이 $\pi/2$ 를 境界로 콘버터 동작과 인버터 동작이 가능한 周波數變換器라는 것을 알았다. 따라서, 그림6 (a)와 같이 三相全波整流회로를 逆병렬로 접속하여 出力電流 i_L 이 正인 경우에는 正群콘버터를, 負인 경우에는 負群콘버터를 각각 운전시키면 e_L 과 i_L 는 正負 어느 쪽의 값도 얻을 수 있어 4象限 動作이 가능하다. 그러므로 式(2)에서 표시하는 直流平均電壓이 正弦波가 되도록 制御角 α 를 시시각각으로 變化시키면 可變電壓, 可變周波數의 交流가 얻어질 수 있다는 것은 용이하게 이해할 수 있다. 이것은 더 말할 나위도 없이 VVVF의 三相-單相(6펄스 브리지) NCC이다.

그림6 (b)는 이 NCC의 出力電壓 e_L 과 出力電流 i_L 의 波形을 예시한 것으로, 出力周波數가 電源周波數의 1/5, 負荷力率(基本波力率)이 0.8인 경우이다. 또한, 그림6 (b)에는 正群콘버터와 負群콘버터의 동작상태도 표시하고 있으며, 이와 같이 NCC는 順變換動作과 逆變換動作을 반복하여 無効電力을 電源에 再生시키고 있으므로 誘導性 또는 容量性 負荷에도 안정된 동작을 한다.



(a) 回路構成



阻 止	順 變 換	逆 變 換	阻 止
-----	-------	-------	-----

(正群콘버터의 動作狀態)

逆 變 換	阻 止	順 變 換
-------	-----	-------

(負群콘버터의 動作狀態)

(b) 動作波形

그림 6. 6 펄스 브리지 NCC의 回路構成과 動作波形 (對稱制御方式)

다음은 制御角 α 를 여하히 位相變調하면 좋은가를, 수식적으로 다루어 보기로 하자. 희망하는 出力電壓 (出力電壓의 基本波 成分) e_s 를

$$e_s = E_o \cos \omega_0 t \quad (5)$$

로 가정하자. 단, ω_0 는 出力角周波數, E_o 는 희망하는 出力電壓의 振幅을 나타낸다. 진술한 바와 같이 連續式 NCC는 整流回路의 直流出力電壓의 平均치를 正弦波狀으로 變化시키는 것이라 생각할 수 있으므로, 制御角 α 는

$$E_{d0} \cos \alpha(t) = E_o \cos \omega_0 t$$

$$\therefore \alpha = \cos^{-1}(k \cos \omega_0 t) \quad (6)$$

로 된다. 단, k 는 振幅比로서, $k = E_o/E_{d0}$ 이며 $0 \leq k \leq 1$ 의 값을 취할 수 있다.^[3,4]

이와 같이 連續式 NCC의 出力周波數와 出力電壓의 振幅은 式(5)의 ω_0 와 k 에 의해 임의로 설정할 수 있으므로 式(5)는 VVVF의 連續式 NCC에서 制御角 α 를 결정하는 중요한 관계식이라 할 수 있다. 式(6)을

餘弦波定理라 하며, NCC를 구성하는 모든 다이리스터를 恒상 式(6)의 원리에 의해 점호시키는 방식은 對稱制御方式이라 한다.

그림 6 (b)에서 알 수 있는 바와 같이 非循環電流形 NCC는 動作해야 할 콘버터가 負荷電流의 극성에 따라 전환해야 하기 때문에 負荷電流의 零點을 恒시 檢출해야 할 필요가 있으며, 負荷電流의 零點에서 적당한 휴지시간을 두어야 한다.

앞에서 논한 바와 같이 NCC는 入力基本波力率이 낮다. 그리고, 入力電流高調波, 出力電壓高調波가 出力周波數에 따라 복잡하게 變化하는 등의 문제점이 많다. 入力力率이 낮으면 電源設備容量의 증대를 초래하고, 出力電壓의 高調波는 電動機의 토크맥동, 電源系統에의 劣影響(誘導障害, 系統에 연결된 다른 機器의 이상음, 과열 등)을 미친다. 이와 같은 문제를 해결하기 위해 많은 研究가 行해져 있다.

入力基本波力率을 개선하기 위하여, 그림6 (a)과 같이 正群콘버터의 상·하단 다이리스터와 負群콘버터의 상·하단 다이리스터 각각의 位相制御角을 다르게 제어하는 非對稱制御方式이 제안되고 있다. 예를 들면 그림 6 (a)에서 負荷電流 i_L 이 正이고 順變換動作을 할 때 다이리스터 1, 3, 5로 位相制御(이 경우의 制御角 α 와 式(6)에서 정의한 制御角 α 와는 다르다)를 하며, 다이리스터 2, 4, 6은 다이오드와 같은 동작을 한다.^[5,6] 그림 7은 그림 6 (a)의 NCC에 非對稱制御方式을 적용했을 때의 入出力 電壓·電流波形을 示意하고 있다. 周波數 變換比, 負荷力率은 그림 6 (b)와 동일하다. 이 방식에 의한 入力電壓과 電流의 位相差가 對稱

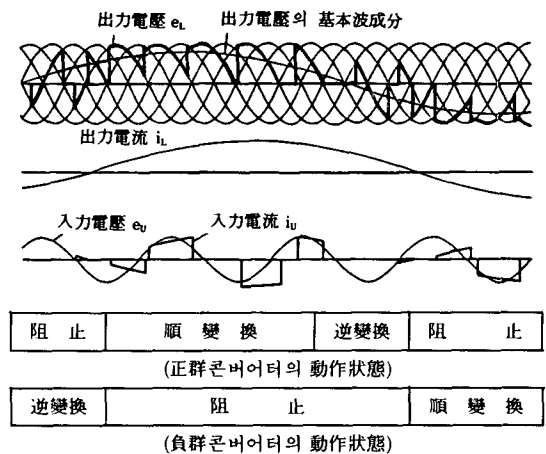


그림 7. 6 펄스 브리지 NCC의 動作波形 (非對稱制御方式)

制御方式의 것보다 작아진 것을 알 수 있다. 또한 赤木氏 등은 NCC를 縱續接續하여 非對稱制御하면 더욱 入力力率 개선이 가능하다는 것을 발표하고 있다.¹⁷⁾ 그림 8에 2台的 NCC를 縱續接續하여 非對稱制御方式을 적용한 경우의 入出力波形을 예시하고 있다. 여기서도 周波數變換比, 負荷力率は 그림 6과 동일하다. 그림 9에 앞에서 논한 3가지 制御方式을 행한 경우의 入力基本波力率과 出力電壓의 관계를 표시하고 있다. 그림에서 出力電壓比는 각 制御方式에 의해 얻어진 出力電壓을 最大出力電壓으로 규격화한 것이다. 그림에서 각 制御方式중 縱續接續 非對稱制御方式이 入力基本波力率 개선에 가장 좋은 방식이라는 것을 알 수 있다.

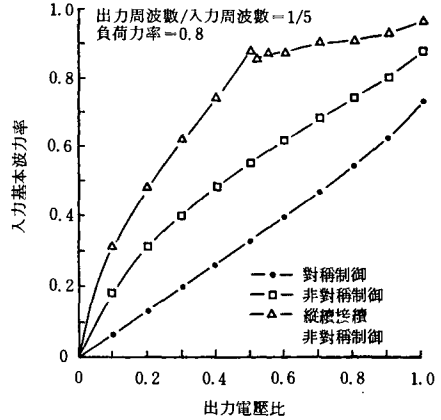
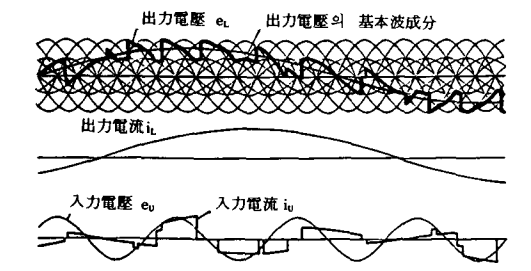
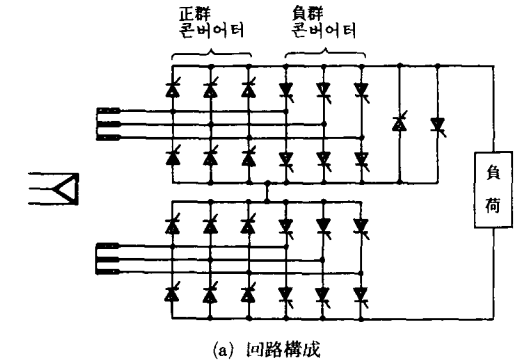


그림 9. NCC의 出力電壓比와 入力基本波力率

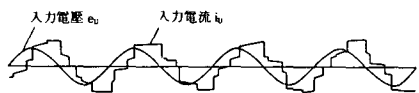
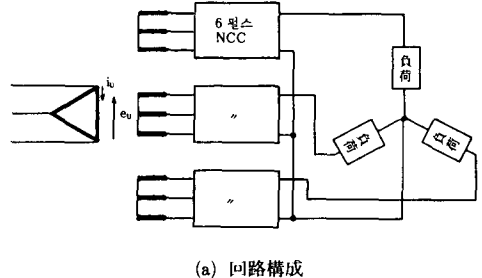
入力電流, 出力電壓의 波形改善에 유효한 방법으로는 電源 및 出力의 多相多重化(예를 들면, 單相出力 → 三相出力, 6펄스 NCC → 12펄스 NCC)가 있다. 그림 10에 出力의 多相化的 예로서 그림 6(a)의 6펄스 NCC 3台를 이용하여 三相出力으로 한 예를 표시하고 있다. 對稱三相負荷를 상정하여 周波數變換比, 負荷力率は 그림 6과 동일하다. 出力의 多相化에 의해 入力電流波形이 개선되고 있음을 알 수 있다. 이와 같은 이유로 NCC는 三相出力으로 이용되는 것이 일반적이다. 그림 11에는 出力多重化的 예로서 그림 6(a)의 6펄스 NCC 2台를 이용하여 12펄스로 구성한 NCC의 回路構成, 出力電壓 및 入力電流의 波形을 표시하고 있다. 펄스 수를 증가시키에 따라 入出力波形이 개선됨을 알 수 있다. 그러나 出力의 多重化는 다수의 다이리스터 및 位



阻 止	順 變 換	逆 變 換	阻 止
(下段 正群콘버터의 動作狀態)			
阻 止	順 變 換	阻 止	阻 止
(上段 正群콘버터의 動作狀態)			
逆 變 換	阻 止	阻 止	順 變 換
(下段 負群콘버터의 動作狀態)			
阻 止	阻 止	阻 止	順 變 換
(上段 負群콘버터의 動作狀態)			

(b) 動作波形

그림 8. 縱續接續 NCC의 回路構成과 動作波形 (非對稱制御方式)



(b) 入力電壓, 電流波形(對稱制御方式)

그림 10. 三相出力 6펄스 브리지 NCC

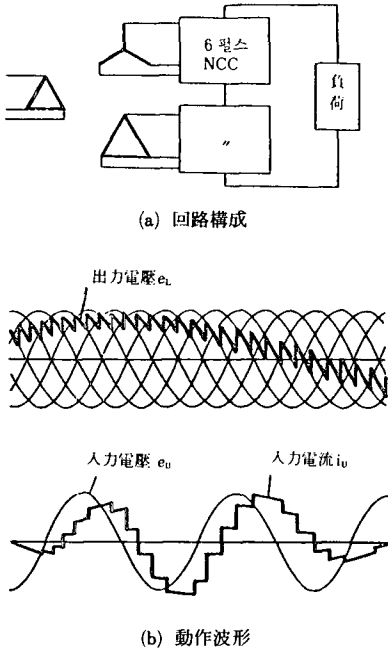


그림11. 12펄스 NCC

相變換用 變壓器가 필요하여 回路構成이 복잡하다. 보다 간단한 回路構成으로 入出力高調波를 개선하는 방법에 관한 연구는 진행되었으나, 그다지 좋은 결과는 얻지 못했다.

3) 循環電流形 NCC

循環電流形 NCC는 負荷電流의 極性에 관계없이 正群콘버터와 負群콘버터가 동시에 같은 振幅의 出力電壓을 발생한다. 循環電流 NCC는 正群, 負群의 양 콘버터가 항상 on 상태에 있으므로 양 콘버터를 순환하는 循環電流로 인해 비교적 큰 電流가 흐른다. 이 때문에 循環電流形 NCC는 특별한 경우에만 사용되며, 負荷電流의 零點부근에서만 循環電流 方式을 채용하는 部分循環電流形 NCC가 실용적이라 할 수 있다.

그림12에 循環電流形 NCC의 回路構成을, 그림13에 出力電壓波형을 각각 표시하고 있다. 循環電流를 억제하기 위해 正群콘버터와 負群콘버터 사이에 循環電流 리액터 L_{cc} 가 삽입되어 있으며, 리액터 L_{cc} 의 양단에 인가되는 正群콘버터電壓 e_p 와 負群콘버터電壓 e_n 가 크기가 같으므로 리액터 L_{cc} 의 中性點에 발생하는 出力電壓 e_L 는 각 콘버터에서 발생하는 電壓 e_p , e_n 와 동일한 크기이다. 그러나, 각 콘버터의 電壓波형이 다르므로 일부 高調波成分은 서로 상쇄되어 出力端에는 나타나지 않는다. 즉 리액터 L_{cc} 의 中性點의 出

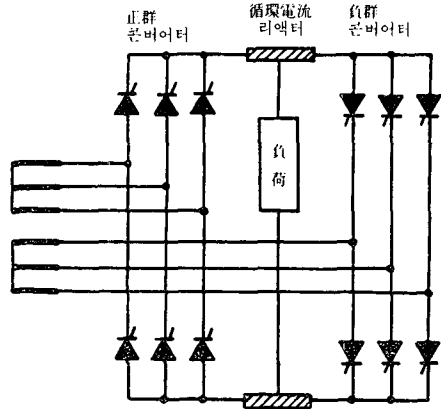


그림12. 循環電流形 NCC의 回路構成

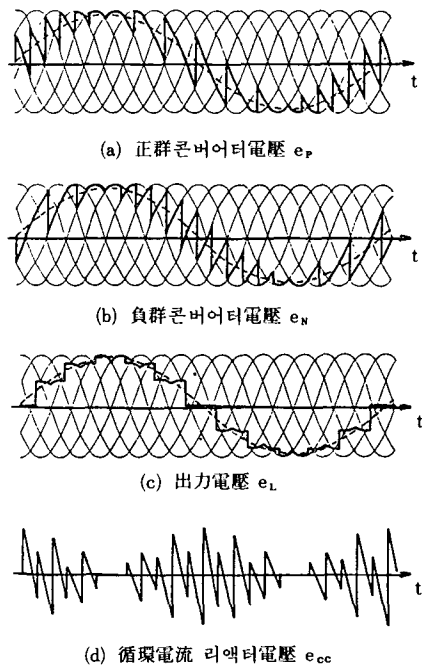


그림13. 循環電流形 NCC의 出力電壓波형

力電壓波형은 正群콘버터電壓과 負群콘버터電壓의 順시치를 산술평균한 값으로 나타낼 수 있다.

한편, 각 콘버터가 항상 on 상태에 있으며, 負荷電流가 正일 때는 正群콘버터가 負荷電流를 공급하고 負荷電流가 負일 때는 負群콘버터에 의해 負荷電流가 공급되므로 각 콘버터의 出力端에는 負荷電流의 1/2 振幅으로 맥동하는 電流가 흐른다. 또한 각 콘버터電壓 e_p , e_n 이 같아서 리액터 L_{cc} 의 양단의 電

位가 동일하므로 리액터 L_{cc} 에는 殘留起磁力(trapped mmf)이 생긴다. 그 결과로서 循環電流에는 自己誘發成分(self-induced component)가 발생한다. 이 때문에 循環電流는 상당히 증가한다. 그림14에 循環電流形 NCC의 電流波形(高調波成分은 무시)을 표시하고 있다. 負荷電流를 $i_o = I_o \sin \omega_o t$ 라 하면 각 電流의 관계는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$i_P \frac{N}{2} + i_N \frac{N}{2} = I_o \frac{N}{2} \quad (7)$$

$$\therefore i_P + i_N = I_o \quad (8)$$

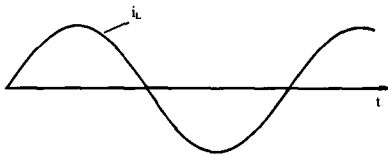
$$i_P - i_N = I_o \sin \omega_o t \quad (9)$$

$$\therefore i_P = \frac{I_o}{2} + \frac{I_o}{2} \sin \omega_o t \quad (10)$$

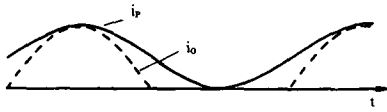
$$i_N = \frac{I_o}{2} - \frac{I_o}{2} \sin \omega_o t \quad (11)$$

여기서, i_P 는 正群콘버터電流, i_N 는 負群콘버터電流, N 는 리액터 L_{cc} 의 捲線數이다.

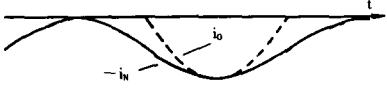
循環電流의 自己誘發成分은 그림14 (d)와 같으며, 각 콘버터의 出力電壓에 포함된 ripple 電壓과는 무관계하며, 또한 이론적으로는 循環電流리액터 L_{cc} 의 인



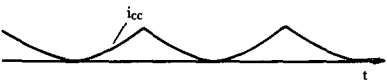
(a) 負荷電流 i_L



(b) 正群콘버터電流 i_P



(c) 負群콘버터電流 i_N



(d) 循環電流의 自己誘發成分 i_{cc}

그림14. 循環電流形 NCC의 出力電流波形

덕턴스의 크기와도 무관계하다. 단, 電源周波數에 비해 出力周波數가 매우 낮은 경우에는 循環電流의 自己誘發成分은 거의 발생하지 않는다.¹³⁾

循環電流의 自己誘發成分의 평균치는 각 콘버터電流의 0.57倍로 각 콘버터의 부담을 증가시키며, 變換效率를 저하시키는 요인이 될 우려가 있다. 따라서, 負荷電流에 무관계하게 콘버터에서 발생하는 無効電力을 제어하고자 하는 경우 등의 특수한 용도에만 이 방식의 NCC가 이용되고 있다.^{16~18)}

2. FCC

FCC는 다이리스터로 구성하면 부수적인 轉流回路가 필요로 하므로 主回路 구성이 매우 복잡해진다. 따라서 FCC는 直接變換의 이점을 충분히 활용할 수 없어, 이에 대한 연구가 활발히 진행되지 못했다. 그러나 최근 電力用半導體 技術의 발전에 의해 自己消弧形素子의 성능이 향상되고, 制御理論을 실계의 시스템에 도입을 가능하게 한 LSI, 마이크로프로세서 등의 回路技術, 소프트웨어 技術의 진보에 의해 FCC에 관한 연구가 점차 활기를 띠기 시작했다.^{11~14)}

그림15 (a)에 FCC의 回路構成을 표시하고 있다. FCC는 그림15 (b)와 같이 9 개($S_{a1} \sim S_{c3}$)의 양방향 스위치를 사용한다. ℓ , r 는 電源 인덕턴스와 低抗이며, 入力端 콘덴서 C 와 함께 入力필터를 구성한다. 스위칭 周波數가 높은 경우에는 콘덴서 C 는 작은 것으로 충분하다. FCC는

(1) DC 링크와 같은 에너지 축적요소가 필요없다.

(2) 4象限운전이 가능하다.

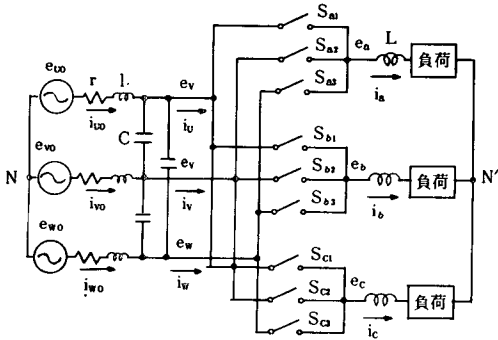
(3) 入力基本波力率을 제어할 수 있으며, 入力電流波形도 正弦波에 가깝다.

(4) 이론적으로는 出力周波數의 制限이 없다.

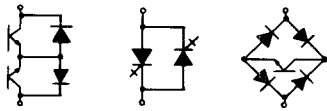
등의 이상적인 周波數變換器에 가까운 회로를 구성할 수 있다는 장점을 갖고 있다.

그러나, 負荷가 직접 電源에 걸리므로 보호回路의 신뢰성을 확보하기 어렵고, 素子의 이용율이 낮으며 制御回路의 구성이 복잡하다는 등의 문제점이 있다.

그럼 여기서 FCC의 周波數變換原理를 알아 보기로 하자. 三相電壓을 三相二相變換을 행하여 空間벡터로 표시하면 周波數變換은 일종의 座標變換이라 할 수 있다. 固定座標상에서 角速度 ω (入力角周波數)로 회전하고 있는 벡터를 角速度 ω_o (出力角周波數)로 회전하는 벡터로 변환하는 방법으로는 $\omega + \omega_o$ 로 회전하는 座標를 이용하는 방식과 $\omega - \omega_o$ 로 회전하는 座標를 이용하는 방식이 있다.



(a) 回路構成



(b) 스위치素子

그림15. FCC의 回路構成

그림16에 $\omega + \omega_0$ 로 회전하는 座標를 이용하는 방식을 표시하고 있다. $\omega + \omega_0$ 로 회전하는 座標(出力側座標) 상에서, ω 로 회전하는 入力電壓 벡터 \dot{e} 를 보면 反時計 方向으로 角周波數 ω_0 로 회전하는 벡터가 된다. 그리고, 負荷力率角 φ_L 만큼 뒤진 出力電流 벡터 i_1 는 고정하고 있는 $\alpha - \beta$ 座標(入力側座標) 상에서 보면 入力電壓 벡터 \dot{e} 보다 앞선 力率角 φ_L 인 電流가 된다. 즉 다시 말하면, 角周波數가 ω 인 入力電壓 e 를 角周波數 $\omega + \omega_0$ 인 스위칭함수로 周波數變換했을 때 負荷力率角이 φ_L 이라면 入力力率角은 $-\varphi_L$ 이 된다

그림17에 $\omega - \omega_0$ 로 회전하는 座標를 이용한 방식을 표시하고 있다. $\omega - \omega_0$ 로 회전하는 座標(出力側座標)에서 ω 로 회전하는 入力電壓 벡터 \dot{e} 를 보면 時計方向

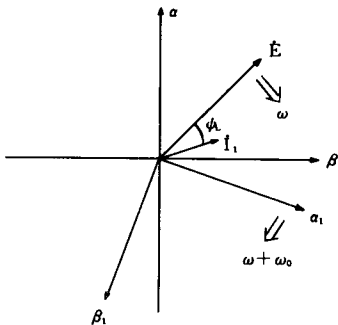


그림16. 角周波數 $\omega + \omega_0$ 로 周波數變換 했을 때의 電壓·電流 벡터

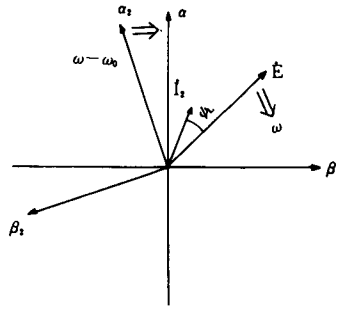


그림17. 角周波數 $\omega - \omega_0$ 로 周波數變換 했을 때의 電壓·電流 벡터

으로 角周波數 ω_0 로 회전하는 벡터가 된다. 負荷力率角 φ_L 만큼 뒤진 出力電流 벡터 i_1 를 고정된 $\alpha - \beta$ 座標 상에서 보면 入力電壓 벡터 \dot{e} 보다 뒤진 力率角 φ_L 인 入力電流가 된다. 따라서, 角周波數 ω 인 入力電壓 e 를 角周波數 $\omega - \omega_0$ 인 스위칭함수로 周波數變換하면 入力力率角은 負荷力率角과 동일하게 된다.

이상과 같이 角周波數 $\omega + \omega_0$, $\omega - \omega_0$ 인 두개의 스위칭 함수를 동시에 이용하여 周波數變換했을 경우, 入力電壓 벡터 \dot{e} 와 入力電流 벡터 i_1, i_2 를 固定座標($\alpha - \beta$ 座標) 상에서 보면 그림18과 같다. 그림의 두 變換方式에서 入力電流 벡터 i_1, i_2 는 入力電壓 벡터 \dot{e} 를 중심으로 $2\varphi_L$ 만큼 位相差가 생기며, 벡터 i_1, i_2 의 합성 벡터 i 는 負荷力率角에 관계없이 항상 入力電壓 벡터 \dot{e} 와 同位相이 된다. 즉, 두 變換方式을 행하는 시간을 시간평균해서 1/2씩 되도록 周波數變換하면 負荷力率과는 관계없이 항상 入力力率이 1로 된다.

여기서는 설명을 간단히 하기 위해 두 스위칭함수의 位相角을 零으로 놓고 설명했으나, 스위칭함수의 位相角을 미리 설정해 놓고 周波數變換을 행하면 負荷力率과는 관계없이 入力力率을 制御할 수 있다. 예를 들면 角周波數 $\omega + \omega_0$ 인 스위칭함수의 위상각을 φ_s , 角周波

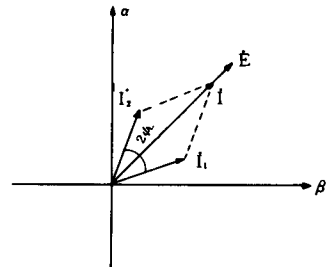


그림18. 入力側에서 본 電壓·電流 벡터

數 $\omega - \omega_s$ 인 스위칭함수의 위상각을 $-\varphi_s$ 로 놓고 周波數變換하면 入力力率角은 負荷力率과 관계없이 φ_s 로 된다.

그림18에 표시한 방법에 의해 제어했을 때의 實驗波形의 一例를 그림19에 나타내고 있다. 여기서, 電源電壓 e_{vo} 의 振幅은 81.6V, $\ell=0.6\text{mH}$, $C=10\mu\text{F}$ 이며 負荷인덕턴스 $L=3.5\text{mH}$, 負荷抵抗 $R=4\Omega$, 出力周波數는 90Hz이다. 그림에서 入力基本波力率이 거의 1이며, 入力電流는 正弦波에 가깝다는 것을 알 수 있다.

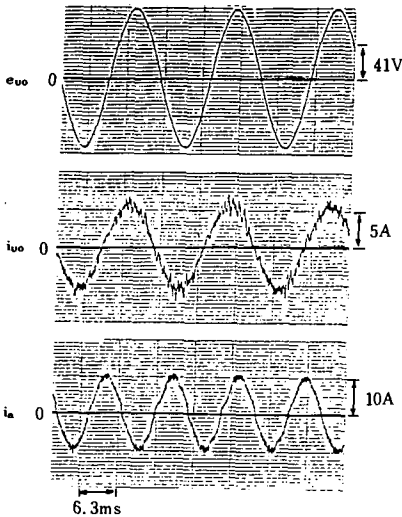


그림19. 電源電壓 e_{vo} , 入力電流 i_{vo} , 出力電流 i_a 의 波形

Ⅲ. 싸이크로콘버터의 應用

다이리스터를 사용한 NCC는 大容量 交流電動機 驅動, 誘導加熱, 無効電力補償 등의 電源으로 검토되고 있다. 交流電動機 驅動用 電源으로 사용된 實例로는, 1,800KW의 籠形誘導電動機의 벡터제어 시스템에 NCC가 사용되어지고 있으며,^[14] 미래의 육상교통수단으로서 연구개발이 진행되고 있는 磁氣浮上列車의 同期形 리니어모터 驅動用 電源으로 12,000KVA의 NCC의 설계제작에 성공하여, 시속 517km의 주행기록을 달성하고 있다.^[15] 商用周波數의 三相電源에서 수 KHz의 單相交流를 얻는 誘導加熱用電源으로 NCC를 이용하여 入力力率 및 入力電流波形을 개선하고 있다.^[16~18] 이 NCC는 共振用 tank 回路를 轉流用電源으로 이용하여 NCC로서의 동작을 하고 있으며, NCC와 共振用 tank 回路 사이에서 無効電力을 制御하여 入力力率을 개선하고 있다. Arc 爐와 같은 低力率負荷는 반드시 無効

電力을 보상을 필요가 있다. 無効電力補償裝置로서도 상기의 共振用 tank 回路를 이용한 NCC를 사용할 수 있다.^[19]

大容量 電力變換裝置에는 다이리스터가 적합하여, 中小容量의 電力變換裝置에는 自己消弧素子를 사용한 FCC가 적합하다 할 수 있다. 이 FCC는 현재 연구중에 있으며, 負荷로는 L, R로 구성하고는 있으나 인버터와 마찬가지로 出力電壓制御는 물론 出力電流制御도 가능하므로 交流電動機驅動用 電源으로 사용할 수 있으리라 예상되어 진다.^[20]

Ⅳ. 結 論

이상에서 商用周波數의 交流를 다른 周波數의 交流로 直接變換하는 싸이크로콘버터의 여러가지 回路方式과 動作原理를 설명했다. 다이리스터를 사용한 NCC에 있어서는 入力力率 및 入力電流波形 改進黨을 중점적으로 설명했다.

NCC는 高効率이며 신뢰성이 높아 大容量 電力變換裝置에 적합하다. 현재 中小容量의 電力變換裝置는 인버터가 사용되고 있으나, 인버터 대신에 FCC를 채용하는 것도 검토할 가치가 있다고 생각된다.

參 考 文 獻

- [1] 사이리스타·이렉트로닉스編集委員會, “사이리스타回路”, 丸善, (1974).
- [2] 金丸, 雨宮, “3相3倍周波數サイクロコンバータ”, 電氣學會論文誌 B, vol. 99, no. 10, p.683, 1979.
- [3] B.R. Pelly, “Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters”, John Wiley & Sons, 1971.
- [4] L. Gyugyi, B.R. Pelly, “Static Power Frequency Changers”, John Wiley & Sons, 1976.
- [5] 高橋, 赤木, 宮入, “非對稱ゲート制御方式によるサケクロコンバータ의 基本波力率의 改善”, 電氣學會論文誌 B, vol. 96, no. 2, p. 75, 1975
- [6] 高橋, 赤木, 宮入, “ブリッジ形リリスタ의 制御法と波形解析法”, 電氣學會論文誌 B, vol. 96, no. 2, p. 82, 1976.
- [7] 赤木, 高橋, 藤田, 宮入, “縱續續サイクロコンバータ의 力率改善法とそのゲート制御方法”, 電氣學會論文誌 B, vol. 97, no. 8, p. 481, 1977.

- [8] T. Fukao, M. Matsui, I. Hieda, "A novel static var generator using cycloconverter operating in circulating current mode", IPEC-Tokyo, 1983.
- [9] 田村, 田中, 多田隈, 西條, "循環電流制御によるサイクロコンバータの無効電力補償", 電氣學會論文誌 B, vol. 101, no. 11, 1981.
- [10] 金, 大熊, 岩田, "高周波タンク回路を用いた循環電流形サイクロコンバータのタンク周波數制御", 電氣學會論文誌 B, vol. 106, no. 4, p.383, 1986.
- [11] A.R. Daniel, D.T. Slattery "Application of power transistors to polyphase regenerative power converters", PROC. IEE vol. 125, no. 7, p. 643, 1978.
- [12] P.D. Ziogas, S.I. Khan, M.H. Rashid, "Some improved forced commutated cycloconverter structures", IEEE Trans. Ind. Appli., vol. IA-21, no. 5, p. 1242, 1985.
- [13] 石田, 岩崎, 大熊, 岩田, "入力力率可變正弦波入出力 PWM制御サイクロコンバータの波形制御法", 電氣學會論文誌 D, vol. 107, no. 2, p. 239, 1987.
- [14] 小島, 江原, 杉, 宮崎, 工藤, 並木, "誘導電動機のベクトル制御とその應用", 東芝レビニー, vol. 36, no. 2, p. 108, 1981.
- [15] T. Saijo, S. Kaike, S. Tadakuma, "characteristics of linear synchronous motor drive cycloconverter for maglev vehicle ML-500 at miyazaki test track", IEEE Trans. Ind. Appli., vol. IA-17, no. 5, p.533, 1981.
- [16] S.B. Dewan, G. Havas, "A solid-state supply for induction heating and melting", IEEE Trans. Ind. & Gen. Appli., vol. IGA-5, no. 5, p.686, 1969.
- [17] 笠原, "高周波サイクロコンバータの等價回路とそれによる特性解析", 電氣學會論文誌 B, vol. 101, no. 11, p. 651, 1981.
- [18] Y. Kim, S. Okuma, K. Iwata, "Characteristics and Starting Method of a Cycloconverter with a Tank Circuit for Induction Heating", IEEE PESC Record, p. 301, 1986.
- [19] L. Gyugyi, "Reactive Power Compensation by Static Converters", U.S.-Japan Seminar S4.4, p.149.
- [20] 岩崎, 石田, 金, 大熊, 岩田, "入力力率可變正弦波入出力PWM制御サイクロコンバータの出力電流制御法", 半導體電力變換研究會, SPC-87-19, p.51, 1987. *

♣ 用語解説 ♣

Distortionless Circuit

출력 신호파형이 입력신호 파형과 똑같은 회로를 말한다. 무왜곡 회로는 지연 회로처럼 그 감쇠가 주파수에 무관하고 일정하여야 하며 위상(位相) 상수가 주파수와 직선적 관계에 있어야 한다.

Distortionless Condition

무왜곡 회로를 구성하는 데 필요한 조건. 이것은 지연회로의 조건과 똑같이 그 감쇠가 주파수에 무관하고, 또 일정하여야 하며 위상 상수가 주파수와 직선적 관계에 있어야 한다. 즉, 분포상수 선로에서 단위 길이당의 저항, 인덕턴스, 용량 및 리컨스를 각각 R, L, C, G라 하면 $RC=GL$ 이 무왜 조건으로서 그때의 상수 $\alpha=\sqrt{RC}$, 위상 상수 $\beta=\omega\sqrt{LC}$ 가 되어 위의 필요조건을 만족한다. 이 경우의 특성 임피던스 Z_0 은 $Z_0=\sqrt{R/G}=\sqrt{L/C}$ 가 된다. 장하(裝荷) 케이블은 전송대역 내에서 거의 이 조건을 만족한다. 또한 동축 케이블에서는 고주파 대역에서 이 조건을 만족한다.